

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

1c971 U.S. PRO
10/087703
02/28/02

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2001年 3月 2日

出 願 番 号

Application Number:

特願2001-058958

出 願 人

Applicant(s):

松下電器産業株式会社

2001年12月21日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

及 川 耕 造

出証番号 出証特2001-3110283

【書類名】 特許願

【整理番号】 2022020329

【提出日】 平成13年 3月 2日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02P 6/18
H02P 6/02

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式
会社内

【氏名】 吉岡 包晴

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式
会社内

【氏名】 中田 秀樹

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式
会社内

【氏名】 植田 光男

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式
会社内

【氏名】 新井 康弘

【特許出願人】

【識別番号】 000005821

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地

【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社

【代理人】

【識別番号】 100062926

【弁理士】

【氏名又は名称】 東島 隆治

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 031691

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9901660

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 モータ制御装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 直流電源の直流を交流に変換してモータに交流電力を供給する、スイッチ素子とダイオードで構成されたインバータ回路、
モータを流れる電流を検出し検出信号を出力するモータ電流検出部、及び
前記インバータ回路を制御するインバータ制御部を備え、
前記インバータ制御部は、
モータの回転周波数を設定する周波数設定部、
前記周波数設定部に設定された回転周波数を表わす信号を回転位相を表わす信号に変換し、回転位相波形の信号を生成する波形生成部、
前記波形生成部の出力信号と前記モータ電流検出部の検出信号から無効分電流を求める無効分電流演算部、
無効分電流の指令値を出力する無効分電流指令部、
前記無効分電流演算部の出力と無効分電流指令部の出力との差から誤差電圧を演算する誤差電圧演算部、
前記周波数設定部の出力の周波数を電圧に変換する V/f 変換部、及び
前記波形生成部、前記誤差電圧演算部及び前記 V/f 変換部の出力から前記インバータ回路への指令電圧を演算し、演算結果に基づいて前記インバータ回路に制御信号を与えるための出力指令演算部
を有するモータ制御装置。

【請求項 2】 直流電源の直流を交流に変換してモータに交流電力を供給する、スイッチ素子とダイオードで構成されたインバータ回路、
モータを流れる電流を検出し検出信号を出力するモータ電流検出部、及び
前記インバータ回路を制御するインバータ制御部を備え、
前記インバータ制御部は、
モータの回転周波数を設定する周波数設定部、
前記周波数設定部に設定された回転周波数を表わす信号を回転位相を表わす信号に変換し、回転位相波形の信号を生成する波形生成部、

前記波形生成部の出力信号と前記モータ電流検出部の検出信号から、無効分電流を求める無効分電流演算部及び有効分電流を求める有効分電流演算部、

前記無効分電流演算部と有効分電流演算部の出力から位相差を演算する位相差演算部、

位相差の指令値を出力する位相差指令部、

前記位相差指令部の位相差の指令値と前記位相差演算部の位相差の値との差を求めて増幅し、電圧に変換する誤差電圧演算部、

前記周波数設定部の出力の周波数を電圧に変換する V/f 変換部、及び

前記波形生成部、前記誤差電圧演算部及び前記 V/f 変換部の出力から前記インバータ回路への指令電圧を演算し、演算結果に基づいて前記インバータ回路に制御信号を与えるための出力指令演算部

を有するモータ制御装置。

【請求項 3】 直流電源の直流を交流に変換してモータに交流電力を供給する、スイッチ素子とダイオードで構成されたインバータ回路、

モータを流れる電流を検出し検出信号を出力するモータ電流検出部、及び

前記インバータ回路を制御するインバータ制御部を備え、

前記インバータ制御部は、

モータの回転周波数を設定する周波数設定部、

前記周波数設定部に設定された回転周波数を表わす信号を回転位相を表わす信号に変換し、回転位相波形の信号を生成する波形生成部、

前記波形生成部の出力信号と前記モータ電流検出部の検出信号から無効分電流を求める無効分電流演算部及び有効分電流を求める有効分電流演算部、

前記無効分電流演算部の出力の無効分電流の位相と有効分電流演算部の出力の有効分電流の位相との位相差を演算する位相差演算部、

位相差の指令値を出力する位相差指令部、

前記位相差指令部の位相差の指令値と前記位相差演算部の位相差の値との差を求めて増幅し、電圧に変換する誤差電圧演算部、

前記周波数設定部の出力の周波数を電圧に変換する V/f 変換部、

前記位相差演算部の出力から時系列で得られる位相差の差分をとる周波数推定

部、

前記周波数推定部の出力の極性を反転して増幅し、電圧に変換する誤差周波数演算部、

波形生成部に入力する周波数設定部の出力に周波数推定部の出力を加える加算器、及び

前記波形生成部、前記誤差電圧演算部、及び前記 V/f 変換部及び前記周波数誤差増幅部の出力から前記インバータ回路への指令電圧を演算し、演算結果に基づいて前記インバータ回路に制御信号を与えるための出力指令演算部

を有するモータ制御装置。

【請求項 4】 前記モータ電流検出部は、2 以上の異なる相の電流を検出する電流センサを有し、前記モータの駆動前に前記インバータ回路に含まれるスイッチング素子の内の 1 相分のものがオンしたとき、2 相以上のモータ巻線の電流を測定してその平均値をとり、この平均値で前記モータ電流検出部の検出電流を補正することを特徴とする請求項 1、2 又は 3 に記載のモータ制御装置。

【請求項 5】 前記波形生成部は、前記周波数設定部に設定された回転周波数を正弦波の回転位相に変換することを特徴とする請求項 1 に記載のモータ制御装置。

【請求項 6】 前記無効分電流指令部の指令値を、前記周波数設定部の出力によって変更することを特徴とする請求項 1 に記載のモータ制御装置。

【請求項 7】 前記無効分電流指令部の指令値を、前記周波数設定部の出力が所定値以下のとき、インバータの出力電圧の位相よりモータ電流検出部の検出電流の位相が遅れるように負値にし、前記所定値を超えると、インバータの出力電圧の位相より検出電流の位相が進むように正值にし、前記正值を回転周波数の増加に応じて増加させることを特徴とする請求項 6 に記載のモータ制御装置。

【請求項 8】 前記位相差指令部の指令値を、前記周波数設定部の出力によって変更することを特徴とする請求項 2 又は 3 に記載のモータ制御装置。

【請求項 9】 前記位相差指令部の指令値を、前記周波数設定部の出力が所定値以下のとき、インバータの出力電圧の位相よりモータ電流検出部の検出電流の位相が遅れるように正值とし、前記所定値を超えると、インバータの出力電

圧の位相より前記検出電流の位相が進むように負値とし、前記負値を回転周波数の増加に応じて増加させることを特徴とする請求項 6 に記載のモータ制御装置。

【請求項 1 0】 前記直流電源の直流電圧を検出する直流電圧検出部、
前記直流電圧検出部の検出出力により位相変動を補償する電圧補正部、及び
前記電圧補正部の出力を前記無効分電流指令部の出力に加える加算器
をさらに有する請求項 1 に記載のモータ制御装置。

【請求項 1 1】 前記直流電源の直流電圧を検出する直流電圧検出部、
前記直流電圧検出部の検出出力の位相変動を補償する電圧補正部、及び
前記電圧補正部の出力を前記位相差指令部の出力に加える加算器
をさらに有する請求項 2 又は 3 に記載のモータ制御装置。

【請求項 1 2】 前記出力指令演算部の出力電圧が飽和しているか否かを判定する電圧判定部をさらに備え、

前記電圧判定部の出力で前記無効分電流指令部又は前記位相差指令部の指令値を変更することを特徴とする請求項 1、2 又は 3 に記載のモータ制御装置。

【請求項 1 3】 前記電圧判定部が出力指令演算部の出力電圧が飽和していないと判定した場合には、前記無効分電流指令部の指令値を負値とするか、又は前記位相差指令部の指令値を正值とすることを特徴とする請求項 1 2 に記載のモータ制御装置。

【請求項 1 4】 前記インバータ回路の出力電圧を検出する電圧検出部、
前記電圧検出部の検出出力に基づいて前記モータのロータ位置を検出する位置推定部、

前記位置推定部の出力に基づいて前記モータの回転周波数を求める周波数演算部、

前記周波数設定部の出力と前記周波数演算部の出力からモータ回転速度の誤差を求める誤差速度演算部、及び

前記誤差電圧演算部の出力と前記 V/f 変換部の出力の加算出力及び前記誤差速度演算部の出力のいずれか一方を選択するための、前記周波数設定部の出力によって切り替え動作をする切り替え部を備え、

前記切り替え部が前記誤差速度演算部の出力を選択したときには、前記波形生

成部は矩形波回転位相波形の信号を出力することを特徴とする請求項 1、2 又は 3 に記載のモータ制御装置。

【請求項 1 5】 前記インバータ回路の出力電圧を検出する電圧検出部、
前記電圧検出部の検出出力に基づいて前記モータのロータ位置を検出する位置推定部、

前記位置推定部の出力に基づいて前記モータの回転周波数を求める周波数演算部、

前記周波数設定部の出力と前記周波数演算部の出力からモータ回転速度誤差を求める誤差速度演算部、及び

前記誤差電圧演算部の出力と前記 V/f 変換部の出力の加算出力及び前記誤差速度演算部の出力のいずれか一方を選択するための前記電圧判定部の出力によって切り替え動作をする切り替え部を備え、

前記切り替え部が前記誤差速度演算部の出力を選択したときには、前記波形生成部は矩形の回転位相波形の信号を出力することを特徴とする請求項 1、2 又は 3 に記載のモータ制御装置。

【請求項 1 6】 前記波形生成部の生成波形を正弦波から矩形波、又は矩形波から正弦波に切り替えるとき、

切り替え直後の前記出力指令演算部の出力電圧を、切り替え直前の前記モータの磁束量が保たれる電圧値に設定することを特徴とする請求項 1 4 又は 1 5 に記載のモータ制御装置。

【請求項 1 7】 前記波形生成部で生成される矩形波は電気角 1 2 0 度の通電とすることを特徴とする請求項 1 4、1 5 又は 1 6 に記載のモータ制御装置。

【請求項 1 8】 前記モータは、回転子に磁石を装着又は埋め込んだブラシレスモータであることを特徴とする請求項 1 から 1 7 のいずれかに記載のモータ制御装置。

【請求項 1 9】 前記モータは、回転子を鉄心のみで構成したリラクタンスモータであることを特徴とする請求項 1 から 1 7 のいずれかに記載のモータ制御装置。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

本発明は、位置センサを有しない同期型モータを制御するためのモータ制御装置に関するものである。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

位置センサを有しない同期型モータの代表的なものとしてはブラシレスモータがあるが、そのロータの位置を検出するために誘起電圧を検出する方法が従来から知られている。ブラシレスモータに矩形波の電流を流して駆動する矩形波駆動では、電流波形が矩形波であるので、モータの効率、振動、騒音のいずれにおいても正弦波駆動よりも性能上劣っている。正弦波駆動では、モータ電流のゼロクロス点を検出し、このゼロクロス点に基づいて得られるモータ電流と印加電圧との位相差が所望の指令値になるようフィードバック制御して、印加電圧あるいは指令周波数を制御する。

【 0 0 0 3 】

以下、図 1 2 及び図 1 3 を用いて正弦波駆動について説明する。図 1 2 において、直流電源 1 の直流電圧はインバータ回路 2 によって交流電圧に変換され、モータ電流検出部 4 を経てモータ 3 に供給される。モータ電流はモータ電流検出部 4 で検出され、インバータ制御部 5 G に入力される。インバータ制御部 5 G では、周波数設定部 6 で設定された周波数の出力を波形生成部 7 に与え、モータ 3 に印加する電圧の回転位相と電圧の波形を生成する。モータ電流検出部 4 の出力は電流ゼロクロス検出部 2 6 に印加され、モータ電流のゼロクロス点を検出する。図 1 3 の (a) は回転位相 θ を表し、(b) は設定周波数 f_s の逆数の周期 T におけるモータ電流 I_s と印加電圧 V_s との関係を表している。図 1 3 の (a) に示すように、周波数設定部 6 の出力周波数 f_s を波形生成部 7 で周期である時間 $T (= 1 / f_s)$ に変換し、回転位相 θ を作る。さらに回転位相 θ に基づき基準となる正弦波を生成する。生成された基準となる正弦波波形と、誤差電圧演算部 1 0 で演算された電圧の振幅とから、出力指令演算部 1 2 で印加電圧 V_s の指令値が生成されインバータ回路 2 に印加される。これにより、モータ電流 I_s が図

13の(b)のように流れ、印加電圧 V_s と位相差 ϕ を生じる。モータ電流検出部4で検出されたモータ電流は、電流ゼロクロス検出部26に印加され、モータ電流のゼロクロス点の位相が検出される。ゼロクロス点の位相として、位相差演算部15に印加され印加電圧とモータ電流との位相差 ϕ が検出される。位相差指令部19の出力と位相差演算部15の出力から誤差電圧演算部10で誤差を求めて増幅しモータ印加電圧の振幅を求める。出力指令演算部12の出力の指令印加電圧はパルス幅変調(PWM)されてインバータ回路2のスイッチ素子に印加されこれを駆動する。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】

前記の従来技術では、モータ電流のゼロクロス点を検出し、モータ電流と印加電圧との位相差が所望の指令値になるようフィードバック制御している。モータ電流のゼロクロス点に基づく位相差 ϕ は、図13の(b)に示すように1相当たり電気角の180度に1回検出できるので、3相では電気角の60度に1回検出できる。しかしながら、60度毎に位相差 ϕ を検出するのでは、モータの回転周波数が低い場合には得られる位相差 ϕ のデータのサンプル数が少ない。そのため前回取得した位相差 ϕ のデータと今回取得したデータの間の差が大きくなり、モータの動作が不安定になり、脱調現象を生じて停止し易いという問題があった。

本発明は、広範囲な回転領域で脱調することなく、高効率、低騒音、低振動で安定にモータを駆動制御できるモータ制御装置を提供することを目的とする。

【0005】

【課題を解決するための手段】

本発明のモータ制御装置は、直流電源の直流を交流に変換してモータに交流電力を供給する、スイッチ素子とダイオードで構成されたインバータ回路、モータを流れる電流を検出し検出信号を出力するモータ電流検出部、及び前記インバータ回路を制御するインバータ制御部を備え、前記インバータ制御部は、モータの回転周波数を設定する周波数設定部、前記周波数設定部に設定された回転周波数を表わす信号を回転位相を表わす信号に変換し、回転位相波形の信号を生成する波形生成部、前記波形生成部の出力信号と前記モータ電流検出部の検出信号から

無効分電流を求める無効分電流演算部、無効分電流の指令値を出力する無効分電流指令部、前記無効分電流演算部の出力と無効分電流指令部の出力との差から誤差電圧を演算する誤差電圧演算部、前記周波数設定部の出力の周波数を電圧に変換するV/f変換部、及び前記波形生成部、前記誤差電圧演算部及び前記V/f変換部の出力から前記インバータ回路への指令電圧を演算し、演算結果に基づいて前記インバータ回路に制御信号を与えるための出力指令演算部を有する。

【0006】

本発明によれば、モータ電流と回転位相からモータの瞬時の無効分電流を検出し、指令値との誤差からモータ印加電圧を補償制御するので、安定かつ高効率でモータを駆動できる。

本発明の他の観点のモータ制御装置は、直流電源の直流を交流に変換してモータに交流電力を供給する、スイッチ素子とダイオードで構成されたインバータ回路、モータを流れる電流を検出し検出信号を出力するモータ電流検出部、及び前記インバータ回路を制御するインバータ制御部を備え、前記インバータ制御部は、モータの回転周波数を設定する周波数設定部、前記周波数設定部に設定された回転周波数を表わす信号を回転位相を表わす信号に変換し、回転位相波形の信号を生成する波形生成部、前記波形生成部の出力信号と前記モータ電流検出部の検出信号から、無効分電流を求める無効分電流演算部及び有効分電流を求める有効分電流演算部、前記無効分電流演算部と有効分電流演算部の出力から位相差を演算する位相差演算部、位相差指令値を出力する位相差指令部、前記位相差指令部の位相差の指令値と前記位相差演算部の位相差の値との差を求めて増幅し、電圧に変換する誤差電圧演算部、前記周波数設定部の出力の周波数を電圧に変換するV/f変換部、及び前記波形生成部、前記誤差電圧演算部及び前記V/f変換部の出力から前記インバータ回路への指令電圧を演算し、演算結果に基づいて前記インバータ回路に制御信号を与えるための出力指令演算部を有する。

またモータ電流と回転位相から、無効分電流と有効分電流を検出して瞬時の位相差を算出し、その位相差と指令値との誤差からモータ印加電圧を補償制御するようにしたので、安定かつ高効率でモータを駆動できる。

【0007】

本発明の他の観点のモータ制御装置は、直流電源の直流を交流に変換してモータに交流電力を供給する、スイッチ素子とダイオードで構成されたインバータ回路、モータを流れる電流を検出し検出信号を出力するモータ電流検出部、及び前記インバータ回路を制御するインバータ制御部を備え、前記インバータ制御部は、モータの回転周波数を設定する周波数設定部、前記周波数設定部に設定された回転周波数を表わす信号を回転位相を表わす信号に変換し、回転位相波形の信号を生成する波形生成部、前記波形生成部の出力信号と前記モータ電流検出部の検出信号から無効分電流を求める無効分電流演算部及び有効分電流を求める有効分電流演算部、前記無効分電流演算部の出力の無効分電流の位相と有効分電流演算部の出力の有効分電流の位相との位相差を演算する位相差演算部、位相差の指令値を出力する位相差指令部、前記位相差指令部の位相差の指令値と前記位相差演算部の位相差の値との差を求めて増幅し、電圧に変換する誤差電圧演算部、前記周波数設定部の出力の周波数を電圧に変換する V/f 変換部、前記位相差演算部の出力から時系列で得られる位相差の差分をとる周波数推定部、前記周波数推定部の出力の極性を反転して増幅し、電圧に変換する誤差周波数演算部、波形生成部に入力する周波数設定部の出力に周波数推定部の出力を加える加算器、及び前記波形生成部、前記誤差電圧演算部と前記 V/f 変換部及び前記周波数誤差増幅部の出力から前記インバータ回路への指令電圧を演算し、演算結果に基づいて前記インバータ回路に制御信号を与えるための出力指令演算部を有する。

モータ電流と回転位相から無効分電流と有効分電流を検出し、瞬時の位相差を算出する。瞬時位相差の変化分から回転周波数変動分を演算して電圧補償し、さらに回転周波数の変動分を周波数設定部の出力である設定周波数に加えて位相の補償をするので、安定かつ高効率でモータを駆動できる。

【 0 0 0 8 】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の好適な実施例のモータ制御装置について、図 1 から図 1 1 を用いて説明する。

【 0 0 0 9 】

《第 1 実施例》

図 1 は第 1 実施例のモータ制御装置のブロック図である。図 1 において、直流電源 1 の直流はインバータ 2 に印加されて交流に変換され、モータ電流検出部 4 を経てモータ 3 に供給される。モータ 3 は例えば、同期型のブラシレスモータであり、ロータの位置を検出する位置センサは備えていない。モータ電流検出部 4 の検出出力はインバータ制御部 5 の無効分電流演算部 8 に入力される。周波数設定部 6 では、インバータ回路 2 を制御する入力信号の周波数が設定され、設定された周波数の入力信号が波形生成部 7 と V/f 変換部 11 に印加される。波形生成部 7 は印加された入力信号から正弦波の信号を生成し無効分電流演算部 8 と出力指令演算部 12 に印加する。無効分電流演算部 8 は、モータ電流検出部 4 の検出出力と正弦波の信号とから無効分電流を求め、加算器 31 の一方の入力端に印加する。加算器 31 の他方の入力端には無効分電流指令部 9 の電流指令値が印加されている。加算器 31 の加算出力は誤差電圧演算部 10 に印加され誤差電圧が求められる。誤差電圧演算部 10 の出力は、加算器 32 において V/f 変換部 11 の出力と加算され、加算結果の出力が出力指令演算部に入力される。出力指令演算部 12 の出力はインバータ回路 2 に印加されインバータ回路を駆動する。

【0010】

次にインバータ制御部 5 の動作を説明する。モータ電流検出部 4 の検出出力と波形生成部 7 の出力とから無効分電流演算部 8 により無効分電流 I_r が得られる。無効分電流 I_r は、モータ 3 の印加電圧 V_s とモータ 3 を流れる電流（モータ電流） I_s の位相差（印加電圧 V_s の位相がモータ電流 I_s の位相に遅れる場合を正值とする）を ϕ とし、 K を定数とすると、次の式（1）で表される。

$$I_r = -K \times I_s \times \sin \phi \quad \cdots (1)$$

印加電圧 V_s の位相がモータ電流 I_s の位相に遅れる場合は ϕ が正值となるため無効分電流 I_r は負値となる。図 2 は、モータの印加電圧 V_s 、モータ電流 I_s 及び両者の位相差 ϕ の関係を表している。印加電圧 V_s が若干モータ電流 I_s に遅れ、位相差 ϕ が小さな正值となる場合に、モータ電流 I_s がほぼ最小となり高効率で運転できることが知られている。すなわち、無効分電流 I_r がゼロに近い負値になるように位相差 ϕ を制御すると、モータを高効率で運転することが可能となる。一方、無効分電流 I_r は、モータ電流 I_s の瞬時波形電流 i （ある時

刻における電流値)と回転位相波形電流との3相分の積と和で表される次の式(2)で求められる。

$$i_u \times \sin \theta + i_v \times \sin (\theta - 2/3\pi) + i_w \times \sin (\theta - 4/3\pi) = -K \times I_s \times \sin \phi \quad \dots (2)$$

ただし、 i_u 、 i_v 、 i_w は3相 u 、 v 、 w のそれぞれの瞬時電流であり、 $\sin \theta$ 、 $\sin (\theta - 2/3\pi)$ 、 $\sin (\theta - 4/3\pi)$ は3相の回転位相波形を示す3相正弦波である。このようにして求められる無効分電流 I_r は瞬時値で得られるので、瞬時の無効分電流を示している。

【0011】

各瞬時電流 i_u 、 i_v 、 i_w のサンプリングはインバータ回路2のPWMの周期で行われるので、サンプリング周波数はモータの回転周波数に比べると十分高くとれる。3相の回転位相波形のサンプリング精度は、波形生成部7の分解能で決まる。PWMのサンプリング周波数はモータの回転周波数より十分高くしてあるので、無効分電流 I_r のサンプリング数は図3の(b)に点線で示すように、モータ回転周波数の1周期 T の間のサンプリング回数が十分多く、実質的に連続量として扱える。従って、サンプリングをしてから、サンプリングで得られたデータがフィードバック制御のデータとして帰還されるまでの時間が短く、すなわちサンプリング遅れが少なく、サンプリングの遅れによりフィードバック制御が不安定になることはない。無効分電流指令部9の出力の無効分電流指令値と前記の式(2)の演算結果の無効分電流とから、誤差電圧演算部10で誤差電圧を求める。求めた誤差電圧は加算器32の一方の入力端に印加される。

【0012】

周波数設定部6の出力周波数を V/f 変換部11で電圧に変換し、モータ3に印加すべき基本的な電圧を求める。この基本的な電圧を加算器32の他方の入力端に印加する。加算器32は、基本的な電圧に誤差電圧を加算して出力指令演算部12に入力する。これにより、最終的にモータに印加すべき電圧の過不足分が誤差電圧で補償される。出力指令演算部は、加算器32から入力された印加電圧振幅値と波形生成部7で作られる回転位相波形の振幅値から3相の印加電圧を作成し、インバータ回路2に印加してこれを駆動する。本実施例によれば、フィー

ドバック制御におけるフィードバック値のサンプリングデータの遅れがモータの回転周波数に対してほとんど無視できるので、常に高い効率で安定にモータを運転することができる。

【 0 0 1 3 】

《第 2 実施例》

図 4 は本発明の第 2 実施例のモータ制御装置のブロック図である。図 4 において、インバータ制御部 5 A は、有効分電流演算部 1 4 を有し、モータ電流検出部 4 の検出出力と波形生成部 7 の出力が、有効分電流演算部 1 4 の 2 つの入力端にそれぞれ入力される。無効分電流演算部 8 と有効分電流演算部 1 4 のそれぞれの出力は位相差演算部 1 5 の 2 つの入力端に入力される。位相差演算部 1 5 の出力は加算器 3 1 の一方の入力端に入力され、加算器 3 1 の他方の入力端には位相差指令部 1 3 の出力が入力される。その他の構成は図 1 に示す第 1 実施例と同じである。無効分電流演算部 8 は、モータ電流検出部 4 の検出出力と波形生成部 7 の出力から無効分電流値を求めて出力する。さらに波形生成部 7 の出力とモータ電流検出部 4 の出力を有効分電流演算部 1 4 に印加することにより、出力の有効分電流 I_a が得られる。有効分電流 I_a は、 K を定数、 ϕ を位相差とすると、次の式 (3) で表される。

$$I_a = K \times I_s \times \cos \phi = i_u \times \cos \theta + i_v \times \cos (\theta - 2/3) + i_w \times \cos (\theta - 4/3) \cdots (3)$$

$\cos \phi$ の値は、波形生成部 7 に内蔵したテーブルにより生成する。位相差 ϕ は、有効分電流 I_a と無効分電流 I_r から、位相差演算部 1 5 で、次の式 (4) によって演算される。

$$\phi = -\tan^{-1} (I_r / I_a) \cdots (4)$$

このようにして得られる位相差 ϕ も瞬時の位相差を示している。有効分電流 I_a も無効分電流 I_r と同様に、モータ回転周波数の 1 周期中に十分に多くの回数のサンプリングがなされるので、第 1 実施例と同様に位相差 ϕ の変化を示すデータは、ほとんど連続量として扱える。そのためサンプリングの遅れが少なく、サンプリング遅れによりフィードバック制御が不安定になることはない。本実施例では、位相差 ϕ がゼロに近い正值になるようにフィードバック制御をするとモータ

を高効率で運転することができる。位相差指令部 1 3 とこの演算結果で求めた位相差から誤差電圧演算部 1 0 で誤差電圧を求める。周波数設定部 6 で設定された周波数の信号を V/f 変換部 1 1 に入力し、モータ 3 に印加すべき基本的な電圧を V/f 変換部 1 1 により求める。基本的な電圧に、誤差電圧演算部 1 0 の出力を加算器 3 2 において加算し、最終的にモータに印加すべき電圧の過不足分をこの誤差電圧で補償している。このようにして得られた印加電圧振幅値と波形生成部 7 で作られる回転位相波形から出力指令演算部 1 2 で 3 相の印加電圧を作成し、インバータ回路 2 に印加してこれを駆動する。本実施例では、フィードバック制御において、フィードバック値を決めるサンプリングデータのサンプリング遅れが、モータの回転周期に対してほとんど無視できる程少ないので、常に高効率で安定にモータを運転することができる。

【 0 0 1 4 】

《第 3 実施例》

図 5 は第 3 実施例のモータ制御装置のブロック図である。図 5 において、位相差演算部 1 5 の出力は周波数推定部 1 6 に印加されている。周波数推定部 1 6 の出力は加算器 3 3 に印加され、周波数設定部 6 の出力と加算されて波形生成部 7 に印加される。また周波数推定部 1 6 の出力は、誤差周波数演算部 1 7 に印加される。誤差周波数演算部 1 7 の出力は加算器 3 5 に印加されている。その他の構成は、図 4 に示す第 2 実施例のものと同一である。

【 0 0 1 5 】

第 3 実施例においても、前記の第 2 実施例と同様に位相差演算部 1 5 によって位相差 ϕ を求めている。位相差 ϕ を示す値を周波数推定部 1 5 に印加し、その変化分を演算することによりモータ 3 の回転周波数の変動量の推定値を求めて出力する。このモータ回転周波数の変動量は、本来零であるのが目標である。そこで前記推定値を誤差周波数演算部 1 7 によって反転増幅し、加算器 3 5 において、誤差電圧演算部 1 0 と V/f 変換部 1 1 の出力に加算し、印加電圧振幅値を出力する。一方、周波数推定部 1 6 で得られた回転周波数の変動量を、加算器 3 3 によって周波数設定部 6 の出力に加算し、位相の補償をして波形生成部 7 に印加する。波形生成部 7 からは基準となる正弦波波形が出力される。このように得られ

た印加電圧振幅値と波形生成部 7 で作られる基準となる正弦波波形は、出力指令演算部 1 2 に印加され 3 相印加電圧が生成される。3 相印加電圧は、インバータ回路 2 に印加されこれを駆動する。

第 3 実施例によれば、位相差に基づいて 3 相印加電圧を補償するだけでなく、回転周波数の変動量を 3 相印加電圧と位相値にフィードバックすることで、より安定したフィードバック制御が実現できる。さらにフィードバック値を決めるサンプリングデータのサンプリング遅れがモータ回転周期に対してほとんど無視できる程少ないので、常に高効率で安定にモータを運転することができる。

【 0 0 1 6 】

《第 4 実施例》

図 6 は第 4 実施例のモータ制御装置における、インバータ回路 2、モータ電流検出部 4、モータ 3 の接続図である。本実施例のインバータ回路 2、モータ電流検出部 4 及びモータ 3 を、前記の第 1 から第 3 のインバータ制御部 5、5 A、5 B のいずれかに組み合わせることによってモータ制御装置が形成される。モータ電流検出部 4 は 2 個の電流センサ 4 A、4 B を有し、U、V、W の三相の巻線のうち、例えば U 相と W 相の 2 相の電流を検出するようになされている。インバータ回路 2 の U 相のスイッチング素子 4 1 と W 相のスイッチング素子 4 6 を短時間同時にオンさせると、U 相と W 相には同じ値の直流電流が流れ、回転磁界は発生しない。モータ電流検出器 4 の 2 個の電流センサ 4 A、4 B に同じ値の電流が流れるので、電流センサ 4 A、4 B の検出出力を比較することにより、2 個の電流センサ 4 A、4 B の感度の差を精度良く測定できる。感度の差の平均値をとり、その平均値を用いて、電流センサ 4 A、4 B の検出出力を補正すれば U 相、W 相等の 2 相の電流を正しく検出できる。第 1 実施例から第 3 実施例において、2 相の電流の計測誤差は、無効分電流演算部あるいは有効分電流演算部の出力にノイズとなって影響を与えるので、この感度の差の補正により安定したフィードバック制御が可能となる。

【 0 0 1 7 】

《第 5 実施例》

第 5 実施例は、前記の第 1 から第 3 実施例のインバータ制御部 5、5 A、5 B

における、周波数設定部 6 及び波形生成部 7 の動作に関するものである。本実施例では、波形生成部 7 において、周波数設定部 6 の出力周波数から周期を求め、その周期の正弦波を生成する。この正弦波は出力指令演算部 1 2 を経てインバータ回路 2 に印加される。これによりモータ 3 には正弦波の電流が印加される。モータ 3 を正弦波の電流で駆動すると、効率が向上し、騒音及び振動が減少する。モータ電流検出部 4 で検出されるモータ電流も正弦波となるので、無効分電流演算部 8 や有効分電流演算部 1 3 から得られる演算結果の信号は高調波を含まず、安定性の高いフィードバック制御が可能である。

【 0 0 1 8 】

《第 6 実施例》

第 6 実施例は、前記の第 1 実施例のインバータ制御部 5 における無効分電流指令部 9 の動作に関するものである。第 1 実施例においては、図 1 に示すように、無効分電流指令部 9 からの無効分電流指令値は、加算器 3 2 において周波数設定部 6 の出力によって変更されるようになされている。この理由を以下に述べる。図 7 の (a) 及び (b) は、ブラシレスモータの印加電圧 V_s 、モータ電流 I_s 、位相差 θ 、無効分電流 I_r を、 q 軸と d 軸の座標で表したベクトル図である。

【 0 0 1 9 】

図 7 の (a) において、モータ 3 の回転中のロータ磁石による誘起電圧を E_o として、これを q 軸にとり直交する軸を d 軸とする。誘起電圧 E_o と、モータ電流 I_s による電機子（ブラシレスモータでは固定子）の反作用による電圧降下 V_{za} と固定子巻線の抵抗による電圧降下 V_{ra} のベクトル合成で固定子に印加される電圧 V_s が決まる。印加電圧 V_s の上限は、直流電源 1 の電源電圧 V_{dc} で決まるが、回転周波数がある値を超えると、回転周波数に比例した誘起電圧 E_o のピーク値が電源電圧 V_{dc} を超えるため回転の制御ができなくなる。そこで、電機子の反作用による電圧降下 V_{za} の大きさと向きを変えて、印加電圧 V_s のベクトルを調整し、誘起電圧 E_o のピーク値を電源電圧 V_{dc} よりも小さくすることにより回転周波数が高くなるように制御できる。

【 0 0 2 0 】

図 7 の (a) では、モータの回転周波数が所定の回転周波数以下のとき、電流

I_s の位相が電圧 V_s の位相より若干遅れ、位相差 ϕ で制御している状態を示す。無効分電流 I_r はモータ電流 I_s の $\sin \phi$ 成分 ($I_s \times \sin \phi$) となる。回転周波数が前記所定の回転周波数を越えると、誘起電圧 E_o のピーク値が電源電圧 V_{dc} を超える回転周波数では印加電圧 V_s は飽和して、それ以上制御できなくなる。そこで、図 7 の (b) のように、印加電圧 V_s に対して電流 I_s の位相を進める (位相差は $-\phi$) ことにより誘起電圧 E_o と電圧降下 V_{za} のベクトル合成電圧が小さくなる。その結果、印加電圧 V_s は飽和することなく制御可能になり、回転周波数をさらに上げて駆動できるようになる。このため、誘起電圧 E_o のピーク電圧が電源電圧 V_{dc} を超えない所定の設定周波数以下では無効分電流指令値をゼロに近い負値とし、前記所定の設定周波数を超える領域では無効分電流値指令値を正值でかつその絶対値が回転周波数の増加に応じて増すように制御する。

【 0 0 2 1 】

本実施例の制御方法を第 2 及び第 3 実施例に適用するときは、位相差指令部 13 の出力である位相差指令値も極性を除き、前記の無効分電流指令値と同様に制御することによって、印加電圧 V_s の飽和を防ぎ、回転周波数を上げることが可能となる。すなわち誘起電圧 E_o のピーク電圧が電源電圧 V_{dc} を超えない所定の設定周波数以下では位相差指令値をゼロに近い正值とし、所定の設定周波数を超える範囲では位相差値指令値を負値でかつ回転周波数に応じて増加するように制御すればよい。

【 0 0 2 2 】

《第 7 実施例》

図 8 は第 7 実施例のモータ制御装置のブロック図である。本実施例では、直流電源 1 にその電圧を検出するための直流電圧検出部 18 が接続され電源電圧 V_{dc} の変動量を検出して出力する直流電圧検出部 18 の検出出力は電圧補正部 19 に入力される。電圧補正部 19 の出力の変動量の指令値は加算器 36 で無効分電流指令部 9 の指令値に加算される。電源電圧 V_{dc} が低下すると、モータの回転速度が下がるため位相差 ϕ が大きくなる。その結果、モータ印加電圧 V_s を上げるように、出力指令演算部 12 は演算し、インバータ回路 2 への出力パルスのデ

ューティ比を大きくする。しかし、電源電圧 V_{dc} が低下しているのでパルスデューティ比はすぐに 100% に達する。そのため電圧飽和が生じ、それ以上印加電圧 V_s を上げることはできず制御不能に陥る。そこで、印加電圧 V_s の位相に対する電流 I_s の位相を位相差 ϕ だけ進むように制御して、電圧飽和を防止する。つまり、電源電圧 V_{dc} の低下分を無効分電流指令部 9 の指令値に加え、無効電流指令値を実質的に補償する。これにより、電源電圧 V_{dc} の低下により印加電圧 V_s が低下しても回転周波数を所定値に維持でき、モータを安定に駆動することができる。

【 0 0 2 3 】

本実施例の電源電圧の検出電圧の補正を、第 2 及び第 3 実施例に適用する場合には、それぞれのブロック図の図 4 及び図 5 において、直流電圧検出部 18 の検出した直流電圧を電圧補正部 19 で等価的に位相差分に変換して、位相差指令部 13 の出力に加算する。これにより位相差指令部 13 の指令値が実質的に制御される。この場合でも、図 8 において無効分電流指令部 9 の出力に加算して制御する場合と同様、印加電圧 V_s の飽和を防ぎ回転周波数を上げることができる。

【 0 0 2 4 】

《第 8 実施例》

図 9 は本発明の第 8 実施例のモータ制御装置のブロック図である。図 9 において、出力指令演算部 12 の出力端に電圧判定部 20 の入力端が接続されている。電圧判定部 20 の出力端は無効分電流指令部 9 の入力端に接続されている。その他の構成は図 1 に示す第 1 実施例のものと同一である。本実施例では、出力指令演算部 12 で得られた電圧が飽和しているか否かを電圧判定部 20 で判定する。飽和していると判定されると、無効分電流指令部 9 の無効分電流指令値を変更して、出力指令演算部 12 の印加電圧を下げるよう制御する。飽和か否かは、具体的にはパルスデューティ比が 100% に達したか否かで判断できる。印加電圧が飽和に達すると、無効分電流指令値を正值にし、電圧飽和の度合いに応じて正值を増加させる。このように制御することで、モータ電流 I_s の位相は印加電圧 V_s の位相に対して進み、印加電圧 V_s を低い値に抑制することが可能になる。

【 0 0 2 5 】

無効分電流指令値を変更するかわりに、位相指令部 1 3 の出力である位相指令値を変更しても同様の制御が可能である。この場合、印加電圧が飽和に達すると、位相差指令値を負値にし、電圧飽和の度合いに応じて負値を増加させればよい。これにより電圧飽和による制御不能を生じることなく常に安定にモータの回転を制御することができる。

【0026】

《第9実施例》

図 1 0 は本発明の第 9 実施例のモータ制御装置のブロック図である。図 1 1 は本実施例における他の例のインバータ制御部 5 F のブロック図である。図 1 0 において、モータ電流検出部 4 とモータ 3 の間に電圧検出部 2 1 が設けられ、インバータ回路の出力電圧を検出する。電圧検出部 2 1 の検出出力はインバータ制御部 5 E の位置推定部 2 2 に入力される。位置推定部 2 2 の出力は周波数演算部 2 3 に入力される。周波数演算部 2 3 の出力は加算器 3 7 に入力され、周波数設定部 6 の出力に加算されて速度誤差演算部 2 4 に入力される。加算器 3 2 と出力指令演算部 1 2 との間に切り換え部 2 5 が接続されている。切り替え部 2 5 には前記速度誤差演算部 2 4 の出力が印加されている。

【0027】

図 1 0 において、インバータ回路 2 の出力電圧を電圧検出部 2 1 で検出して、検出出力をモータ 3 のロータの位置を求める演算をする位置推定部 2 2 に入力する。位置推定部 2 2 では、ロータの位置を推定する。ロータの位置の推定の具体的方法を以下に説明する。モータ 3 に電気角 120° の期間通電し、他の期間を非通電とする。非通電期間のモータ 3 の誘起電圧と、直流電圧の $1/2$ の電圧である電圧 $V_{dc}/2$ とを比較することによりロータの位置を推定できる。通電のタイミングはこの推定位置から 30 度位相が遅れた点で求められる。さらに、ロータの位置は 3 相では電気角の 60° 毎に推定できるので、周波数演算部 2 3 はこの電気角の周期から演算によってモータ 3 の回転周波数を求める。

【0028】

出力指令演算部 1 2 で求められる電圧が飽和する場合には、モータ 3 の回転周波数が十分高いので、モータの慣性効果により騒音、振動ともに正弦波駆動と矩

形波駆動の差はほとんどない。サンプリング数も 1 周期の時間が短いため制御の安定性上問題なく、スイッチングをしないパルス振幅変調 (PAM) 駆動が最も効率は良い。このため、回転周波数が所定の周波数以下のときは正弦波駆動をし、それを超える周波数ではパルス幅変調による矩形波駆動をするのが望ましい。具体的には電気角 120° 通電の PAM 制御が望ましい。

本実施例では、周波数設定部 6 の設定周波数によってフィードバック系を切り替え部 25 で切り替える。図 10 に示すように、切り換え部 25 は周波数設定部 6 からの切り換え入力により、速度誤差演算部 24 の出力と加算器 32 の出力のいずれか一方を選択して出力指令演算部 12 に印加する。なお加算器 32 の出力は誤差電圧演算部 10 の出力と、 V/f 変換部 11 の出力の加算値である。回転周波数が、印加電圧が飽和するような周波数域に達したとき、すなわち周波数設定部 6 の設定周波数が所定値以上のときは、周波数演算部 23 から得られた回転周波数と設定周波数との差 (誤差) を加算器 37 で求める。

【0029】

切り替え部 25 は、加算器 37 の出力が誤差速度演算部 24 で増幅された値を選択する。位置推定部 22 の出力は波形生成部 7 にも入力されている。波形生成部 7 では周波数設定部 6 の指示により位置推定部 22 の結果に基づいて 120° 通電のための矩形波を発生させる。出力指令演算部 12 には波形生成部 7 からの 120° 通電の矩形波信号と誤差速度演算部 24 からの振幅の信号が入力され、これに基づいてインバータ回路 2 の駆動信号が生成されて出力される。これにより、所定の回転周波数以下では正弦波駆動がなされて振動や騒音の少ない回転が得られ、それを越える回転周波数では矩形波駆動になされて高い効率が得られる。

図 11 は本実施例における他の例のインバータ制御部 5F のブロック図である。インバータ制御部 5F は、出力指令演算部 12 の出力電圧を検出する電圧判定部 20 を有している。電圧判定部 20 の出力端は、出力指令演算部 12 の切り替え部 25 及び波形生成部 7 の入力端に接続されている。インバータ回路 2 への印加電圧の飽和状態は出力指令演算部 12 の出力状態で判別できるので、この出力状態を電圧判定部 20 で判定する。そして切り替え部 25 によるフィードバック

系の選択切り替えを電圧判定部 20 の出力によって制御する。このようにしても本実施例の効果が得られる。

【0030】

《第 10 実施例》

前記第 9 実施例では、切り替え部 25 により、正弦波駆動と矩形波駆動を切り替えている。正弦波駆動と矩形波駆動との間を切り替えるとき、切り替え時のタイミングとインバータ回路 2 への印加電圧を適切に選定しないと、スムーズに切り替えできないだけでなく脱調してモータの回転が停止することがある。これを避けるためには、切り替えの前後でモータの磁束の連続性を維持すればよい。正弦波駆動から矩形波駆動に切り替えるときは正弦波電圧の波高値や通電期間から切り替え後の初期値電圧を決定する。例えば、正弦波駆動から電気角 120 度通電の矩形波駆動に切り替えるとき、モータ磁束を Φ_m 、正弦波電圧の波高値を V_p 、矩形波の通電期間における平均電圧を V_a とすると、半周期では平均電圧 V_a は次の式 (5) によって求められる。

【0031】

【数 1】

$$\Phi_m = \int_0^{\pi} V_p \sin \theta d\theta = \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5}{6}\pi} V_a d\theta \dots\dots (5)$$

【0032】

切り替え直後のモータ電圧を電圧値 V_a に初期設定することにより切り替え後にもなめらかな回転が保たれる。

【0033】

さらに、矩形波駆動では電圧が飽和している場合 PWM 制御をする必要がないので、電気角 120 度の通電をするときモータ 3 とインバータ回路 2 の効率は最も高くなる。

ブラシレスモータ 3 は、回転子の表面に磁石を装着してあるか、又は回転子に設けた溝の中に磁石を埋め込んだ構造を有する。磁石の磁束を利用することで位

置センサを用いなくて高効率の正弦波駆動が可能である。

本実施例によれば、回転子に磁石を用いなくて安価なリラクタンスモータでも、位置センサを用いずに正弦波駆動できる。従って安価で効率の高いモータ制御装置を提供できる。

【0034】

【発明の効果】

以上の各実施例で詳細に説明したように、本発明によれば、モータ電流と回転位相からモータの瞬時の無効分電流を検出し、指令値との誤差からモータ印加電圧を補償制御するので、安定かつ高効率でモータを駆動できる。

またモータ電流と回転位相から、無効分電流と有効分電流を検出して瞬時の位相差を算出し、その瞬時位相差と指令値との誤差からモータ印加電圧を補償制御するようにしたので、安定かつ高効率でモータを駆動できる。

【0035】

モータ電流と回転位相から無効分電流と有効分電流を検出し、瞬時の位相差を算出する。位相差の変化分から回転周波数変動分を演算して電圧補償し、さらに回転周波数の変動分を周波数設定部の出力である設定周波数に加えて位相の補償をするので、安定かつ高効率でモータを駆動できる。

モータ駆動前に直流を流すようにインバータ回路を動作させ、モータ電流を検出して電流センサ間のばらつきをなくすように補正するので、フィードバック量に誤差を含まず安定したモータの駆動が実現される。

【0036】

回転位相から正弦波を生成する変換をしているので、低騒音・低振動で高効率駆動できる効果がある。

無効分電流指令値を設定周波数に応じて変更するように制御するので、直流電源の電圧低下に起因する印加電圧の電圧飽和が生じても、無効分電流の増加により印加電圧を低下させ回転周波数を上げることができ、安定してモータを駆動できる。特に一定周波数以下では、無効分電流をゼロに近い負値に設定して制御するので、常に安定した高効率駆動が可能となる。

【0037】

位相差指令を設定周波数に応じて変更するように制御するので、直流電源の電圧低下に起因する印加電圧の電圧飽和が生じて、位相差を負値として増加することにより印加電圧を低下させ回転周波数を上げることができる。これにより安定してモータを駆動できる。特に一定周波数以下では、位相差をゼロに近い正值に設定して制御するので、常に安定した高効率駆動が可能となる。

直流電源の電圧を検出しその値によって、無効分電流指令値を増加することにより、又は位相指令値の負値を増加することにより、印加電圧を低下させ電圧飽和を防止できる。従って直流電源の電圧変動等電圧低下によるモータの回転周波数変動を抑制でき常に安定した回転が得られる。

【 0 0 3 8 】

モータへの印加電圧が飽和か否かを検出して、無効分電流指令値あるいは位相差指令値を変更するように制御するので、無効分電流指令値を増加することにより、又は位相指令値の負値を増加することにより、印加電圧を低下させ電圧飽和を防止できる。直流電源の電圧変動等電圧低下によるモータの回転周波数変動を抑制でき常に安定した回転が得られる。

特に所定の周波数以下では、無効分電流指令値をゼロに近い負値にするか、あるいは位相差指令値をゼロに近い正值に設定して制御することにより、モータを常に安定した高効率で駆動することができる。

【 0 0 3 9 】

インバータ回路の出力電圧からモータの誘起電圧を検出しモータの回転周波数を演算して、設定周波数との誤差から速度制御する速度誤差演算機能を有し、周波数指令の条件又は電圧検出部の出力によって、誤差電圧手段と V/f 変換手段の加算か速度誤差演算手段かを選択切り替えることができるように制御する。その結果高速では矩形波駆動、それ以下では正弦波駆動するので最も効率の良いモータ駆動ができる効果がある。

正弦波から矩形波、あるいはその逆の切り替え直後の電圧値は切り替え直前の磁束量から求めた電圧値になるように設定する。従って切り替え時に大きな過渡電流が流れることなく滑らかに駆動でき、安定した制御が得られる。

【 0 0 4 0 】

高速時あるいは電圧飽和時には矩形波を 1 2 0 度通電とすることでパルス振幅変調 (P A M) 制御が可能であるので、効率の良い駆動ができる効果がある。

磁石を回転子に装着又は埋め込んだブラシレスモータの駆動では最高効率で駆動できる装置が得られる。

リラクタンスモータの回転子を鉄心だけで構成したモータの駆動では安価で効率の良い駆動装置が得られる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の第 1 実施例におけるモータ制御装置のブロック図

【図 2】

第 1 実施例における、モータ印加電圧とモータ電流及びそれらの位相差を示すグラフ

【図 3】

(a) は第 1 実施例における、波形生成部の設定周波数による周期 T と、回転位相 θ の関係を示すグラフ

(b) は無効分電流 I_r と周期 T との関係を示すグラフ

【図 4】

本発明の第 2 実施例におけるモータ制御装置のブロック図

【図 5】

本発明の第 3 実施例におけるモータ制御装置のブロック図

【図 6】

本発明の第 4 実施例におけるインバータ回路、モータ電流検出部及びモータの構成を示す回路図

【図 7】

(a) 及び (b) は本発明の第 4 実施例の動作の説明に用いるモータの電圧・電流ベクトル図

【図 8】

本発明の第 5 実施例におけるモータ制御装置のブロック図

【図 9】

本発明の第 6 実施例におけるモータ制御装置のブロック図

【図 1 0】

本発明の第 7 実施例におけるモータ制御装置のブロック図

【図 1 1】

本発明の第 8 実施例におけるモータ制御装置のインバータ制御部のブロック図

【図 1 2】

従来のモータ制御装置のブロック図

【図 1 3】

(a) は図 1 2 のモータ制御装置の波形生成部の設定周波数による周期 T と、
回転位相 θ との関係を示すグラフ、

(b) は周期 T と、モータ電流 I_s 及びモータ電圧 V_s の関係を示すグラフ

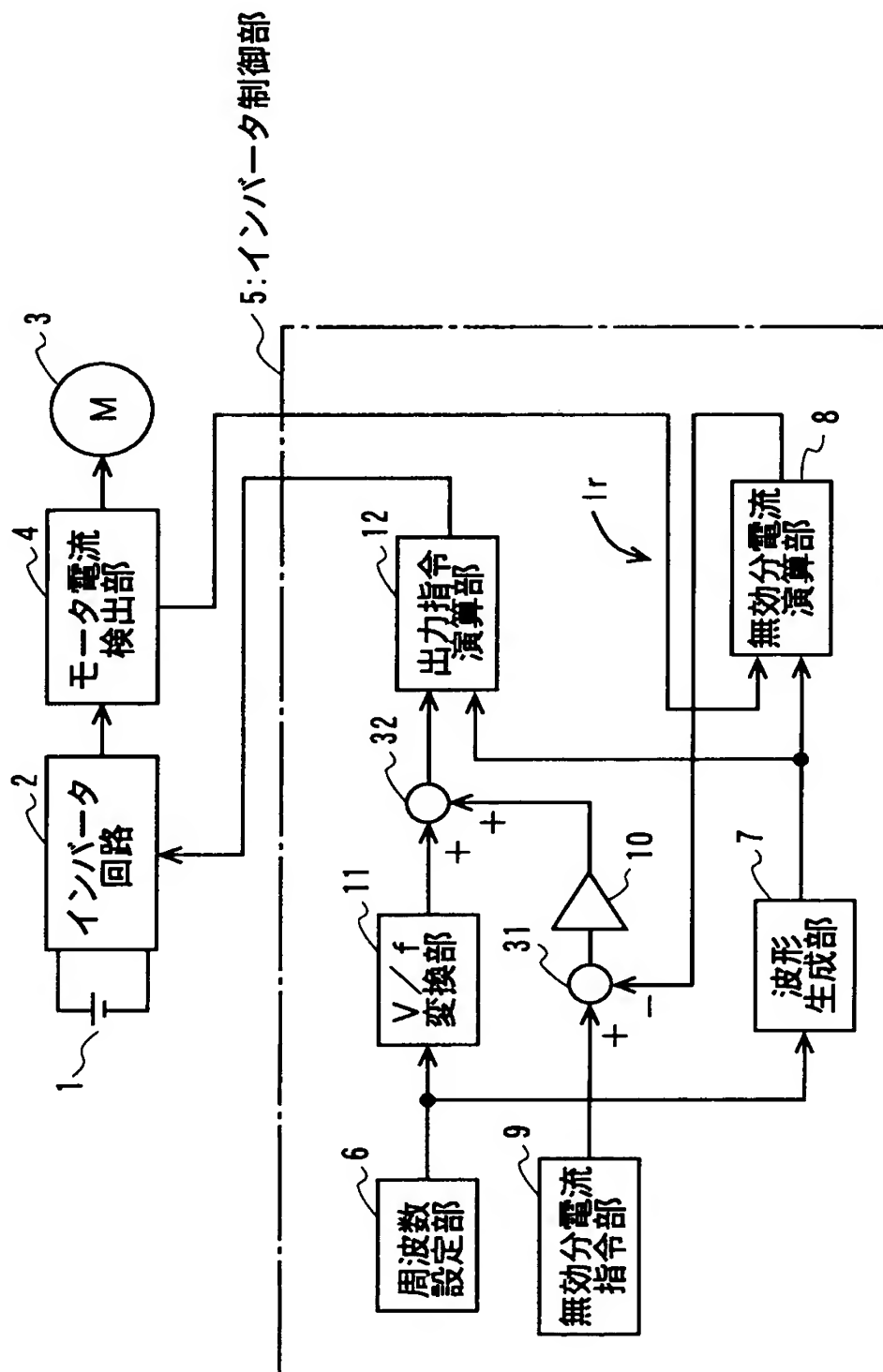
【符号の説明】

- 1 直流電源
- 2 インバータ回路
- 3 モータ
- 4 モータ電流検出部
- 5、5 A、5 B、5 C、5 D、5 E、5 F、5 G インバータ制御部
- 6 周波数設定部
- 7 波形生成部
- 8 無効分電流演算部
- 9 無効分電流指令部
- 1 0 誤差電圧演算部
- 1 1 V/f 変換部
- 1 2 出力指令演算部
- 1 3 位相差指令部
- 1 4 有効分電流検出部
- 1 5 位相差演算部
- 1 6 周波数推定部
- 1 7 誤差周波数演算部

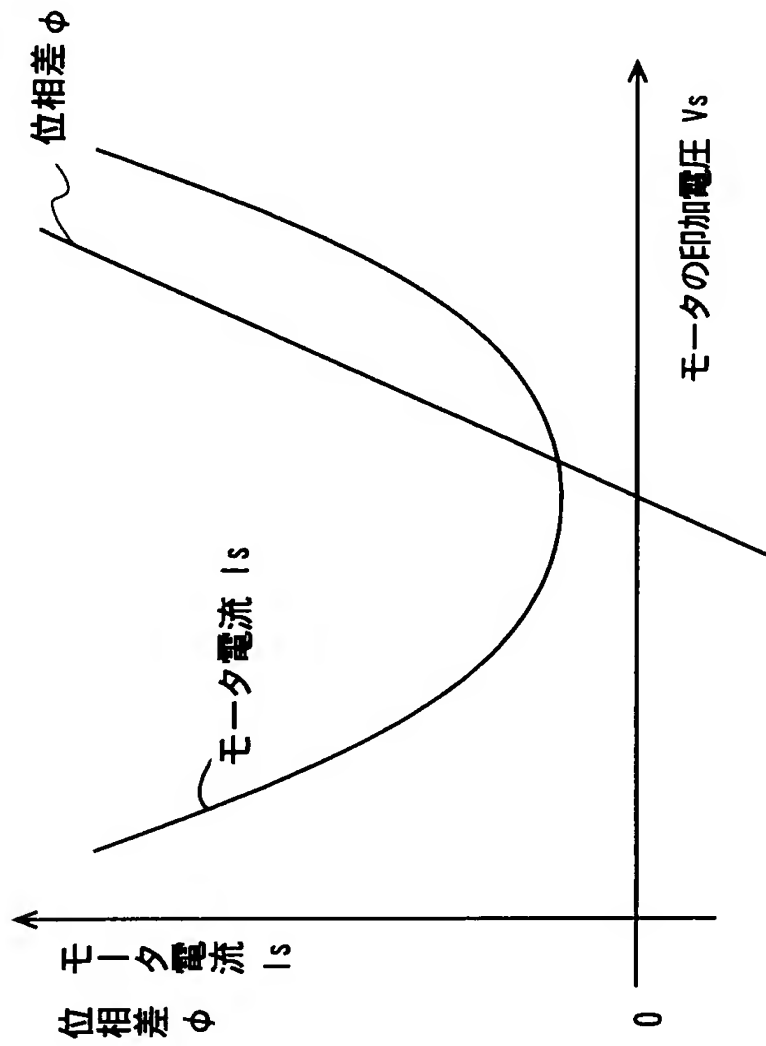
- 1 8 直流電圧検出部
- 1 9 電圧補正部
- 2 0 電圧判定部
- 2 1 電圧検出部
- 2 2 位置推定部
- 2 3 周波数演算部
- 2 4 誤差速度演算部
- 2 5 切り替え部
- 2 6 電流ゼロクロス検出部

【書類名】 図面

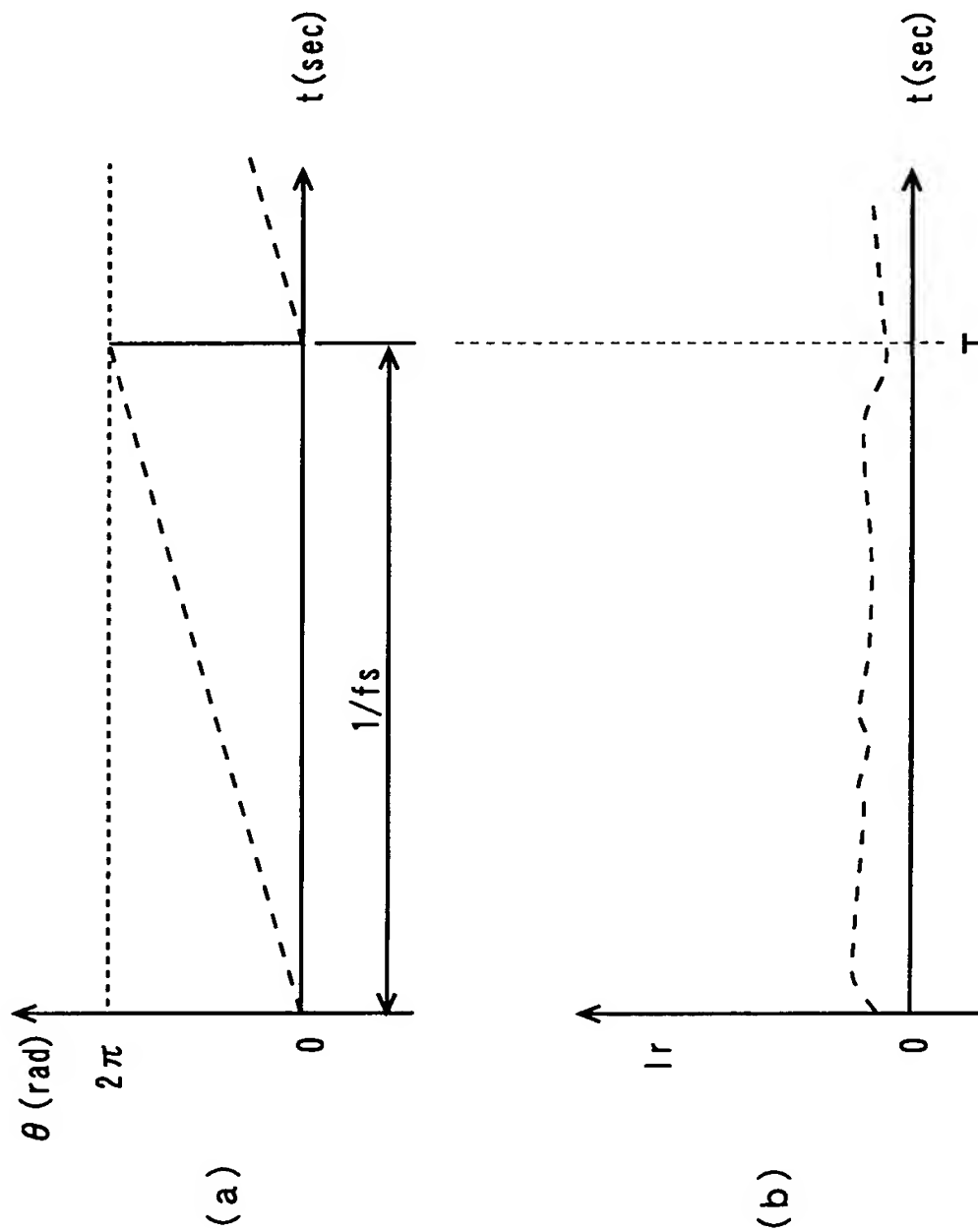
【図1】



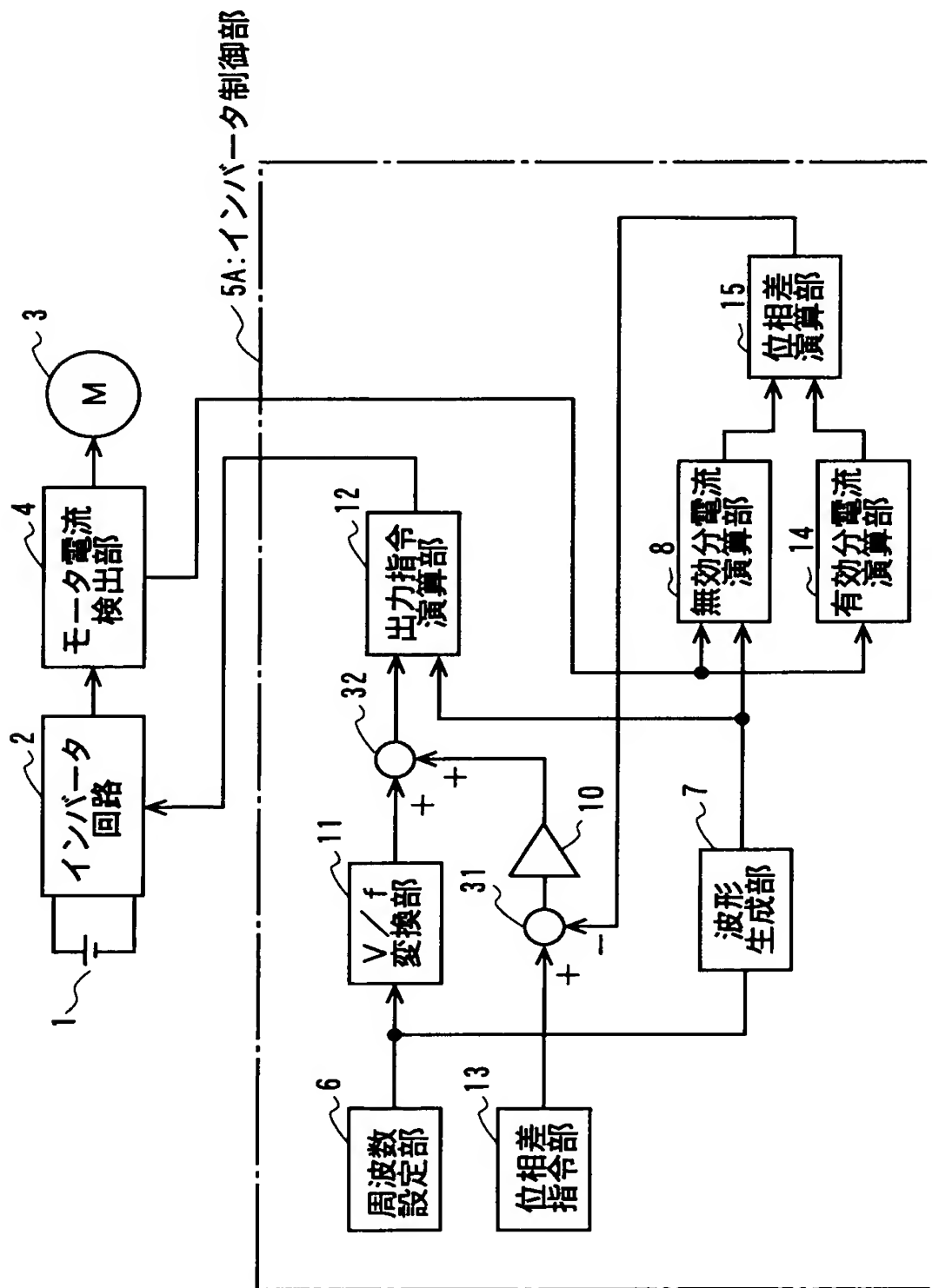
【図2】



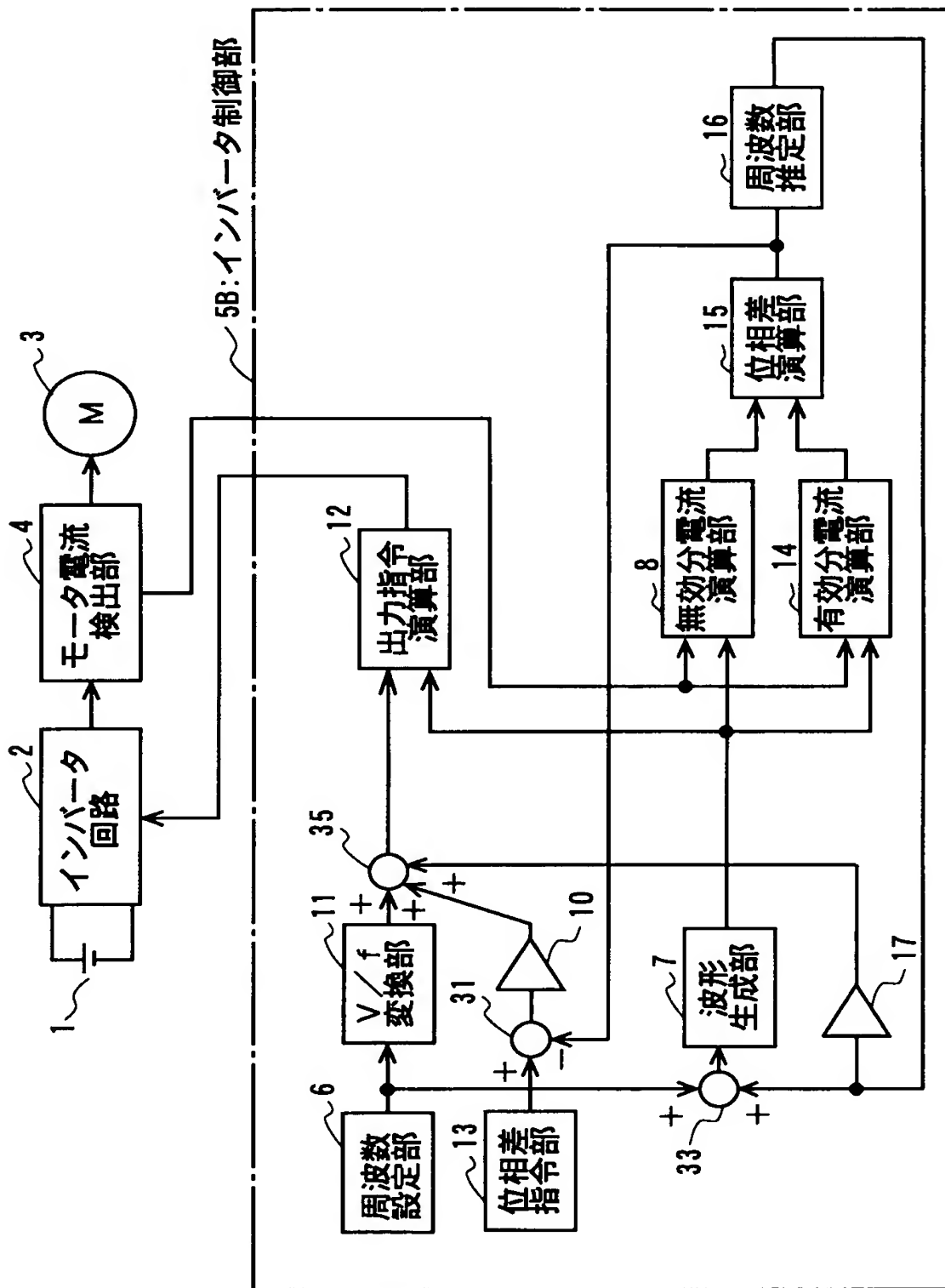
【図3】



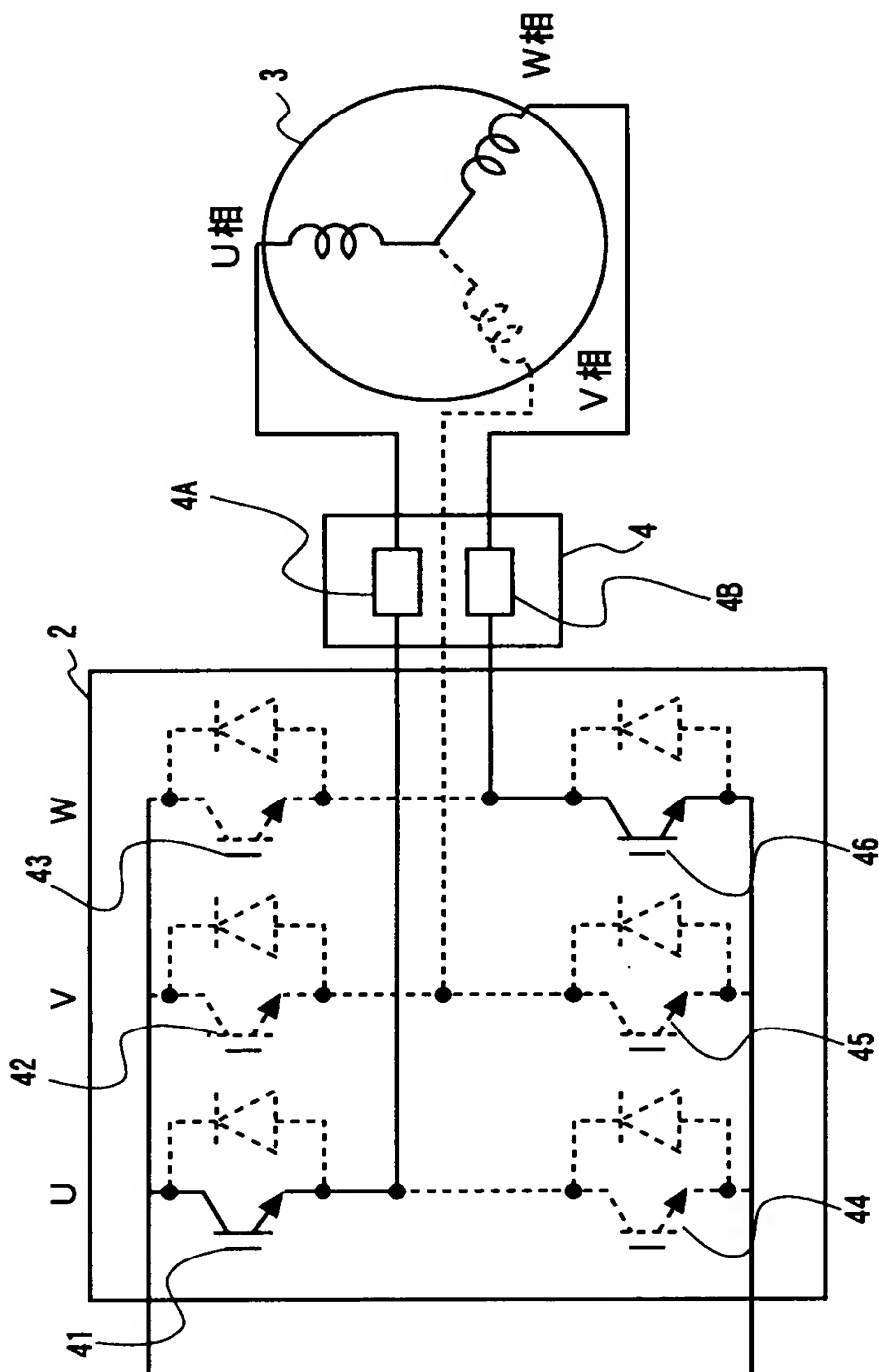
【図4】



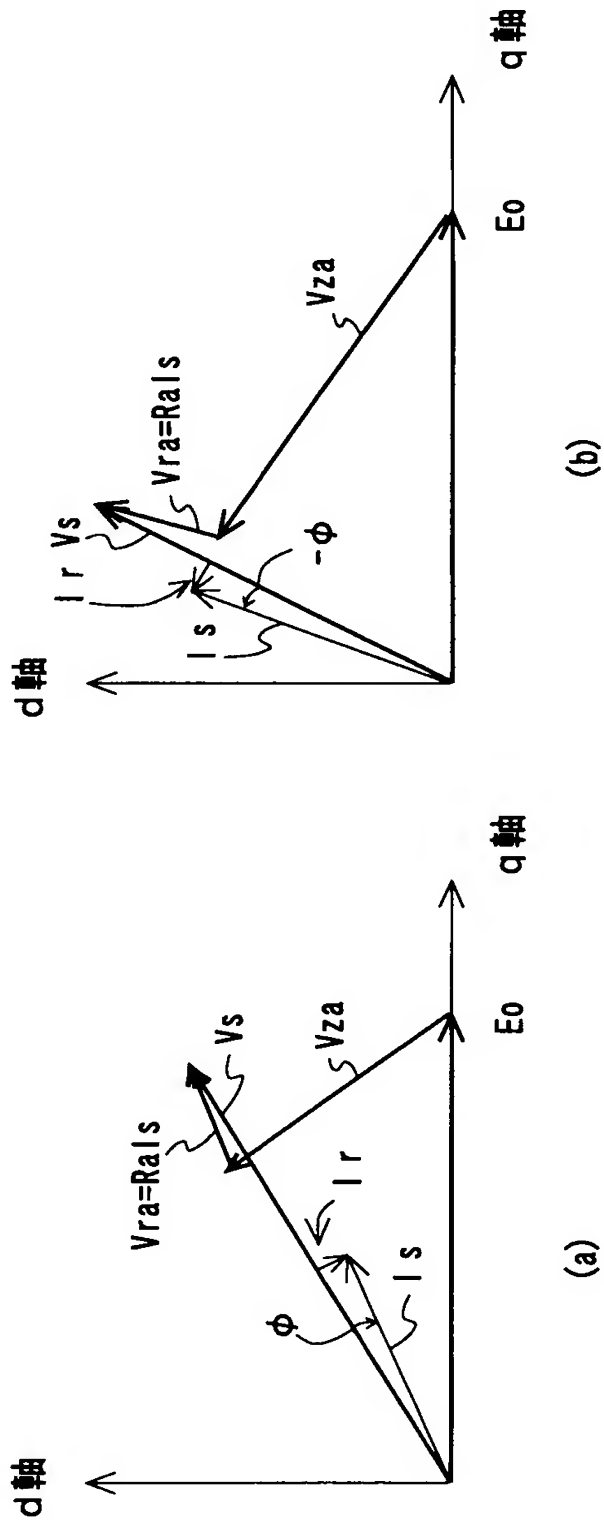
【図5】



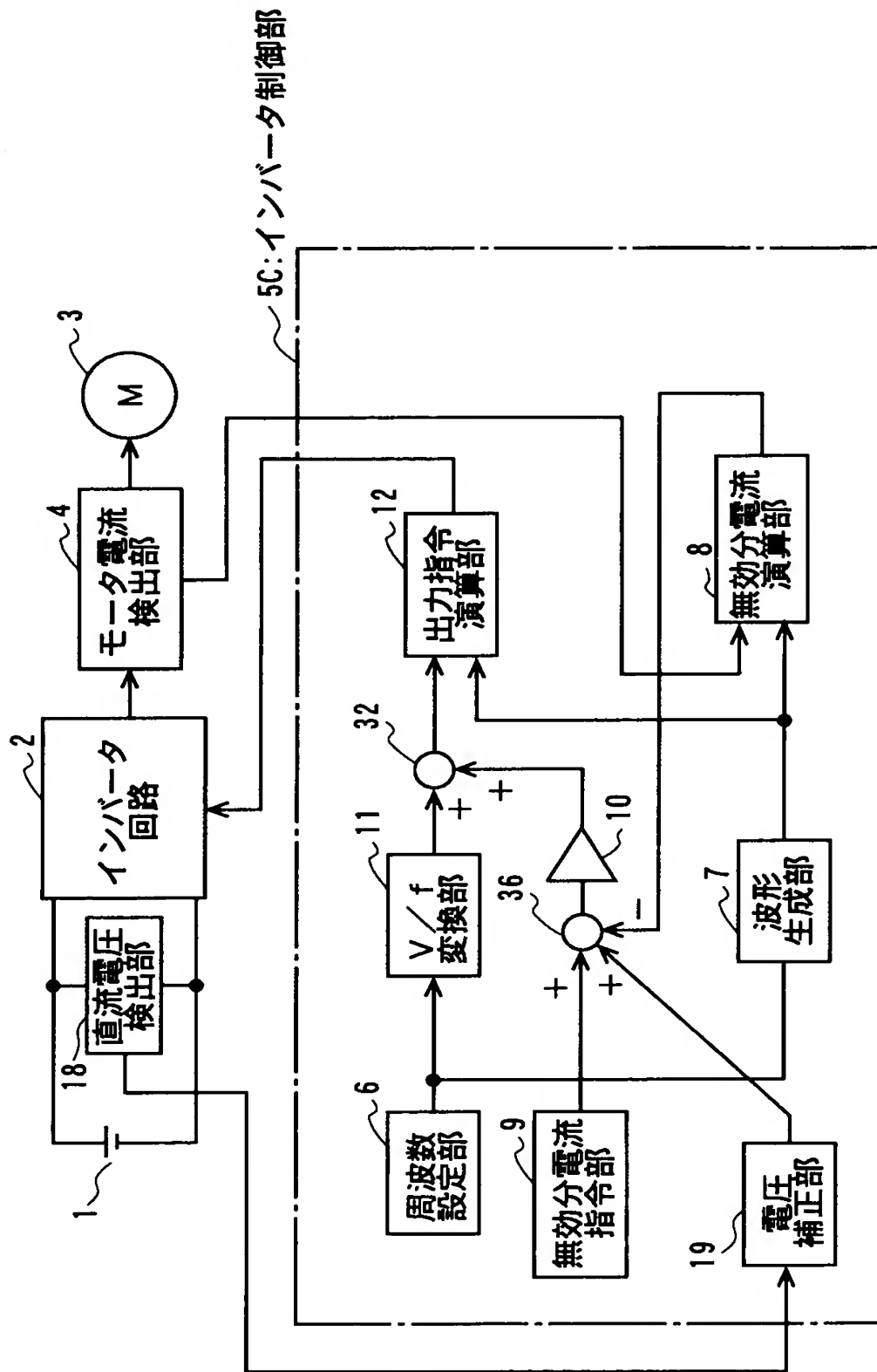
【図6】



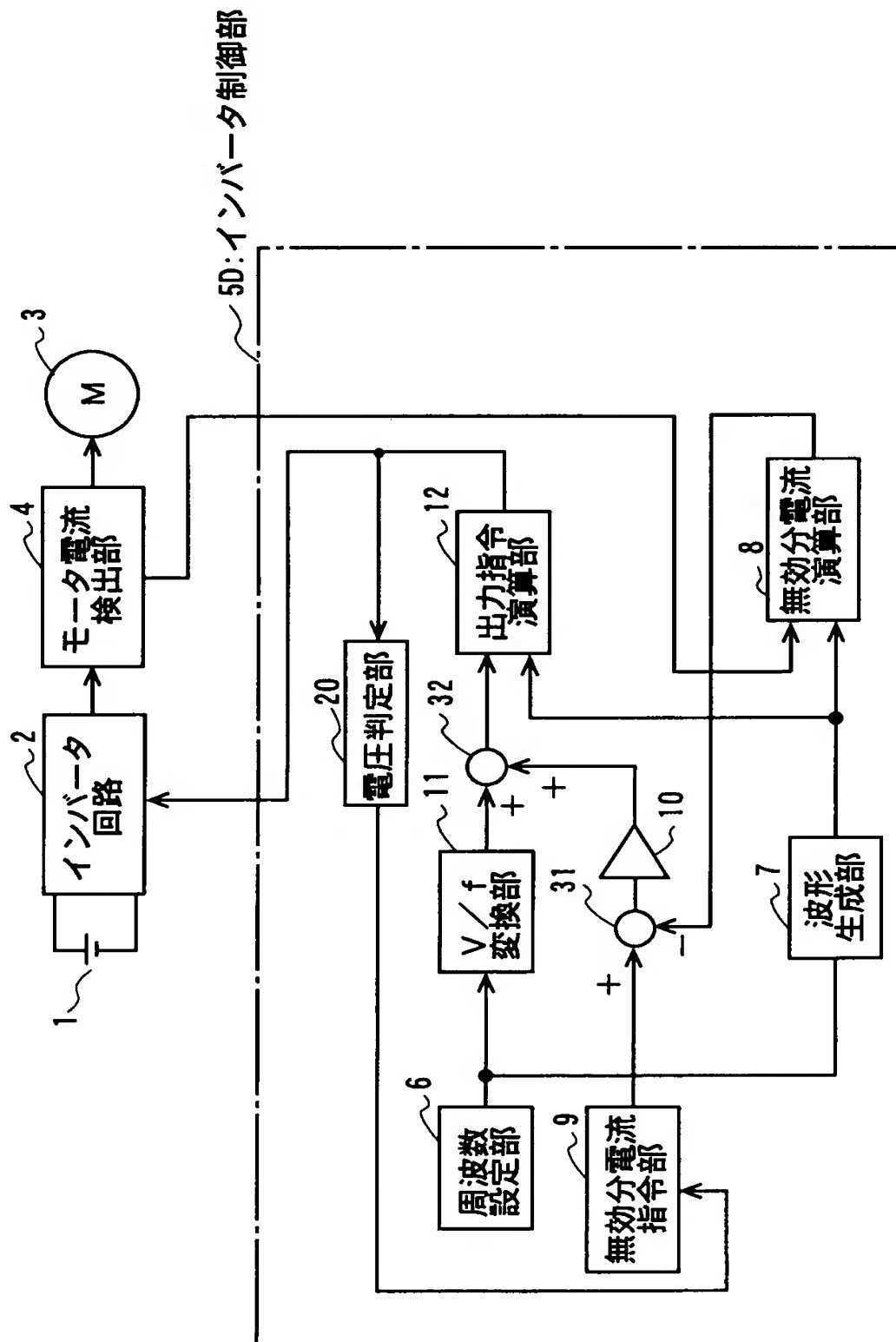
【図7】



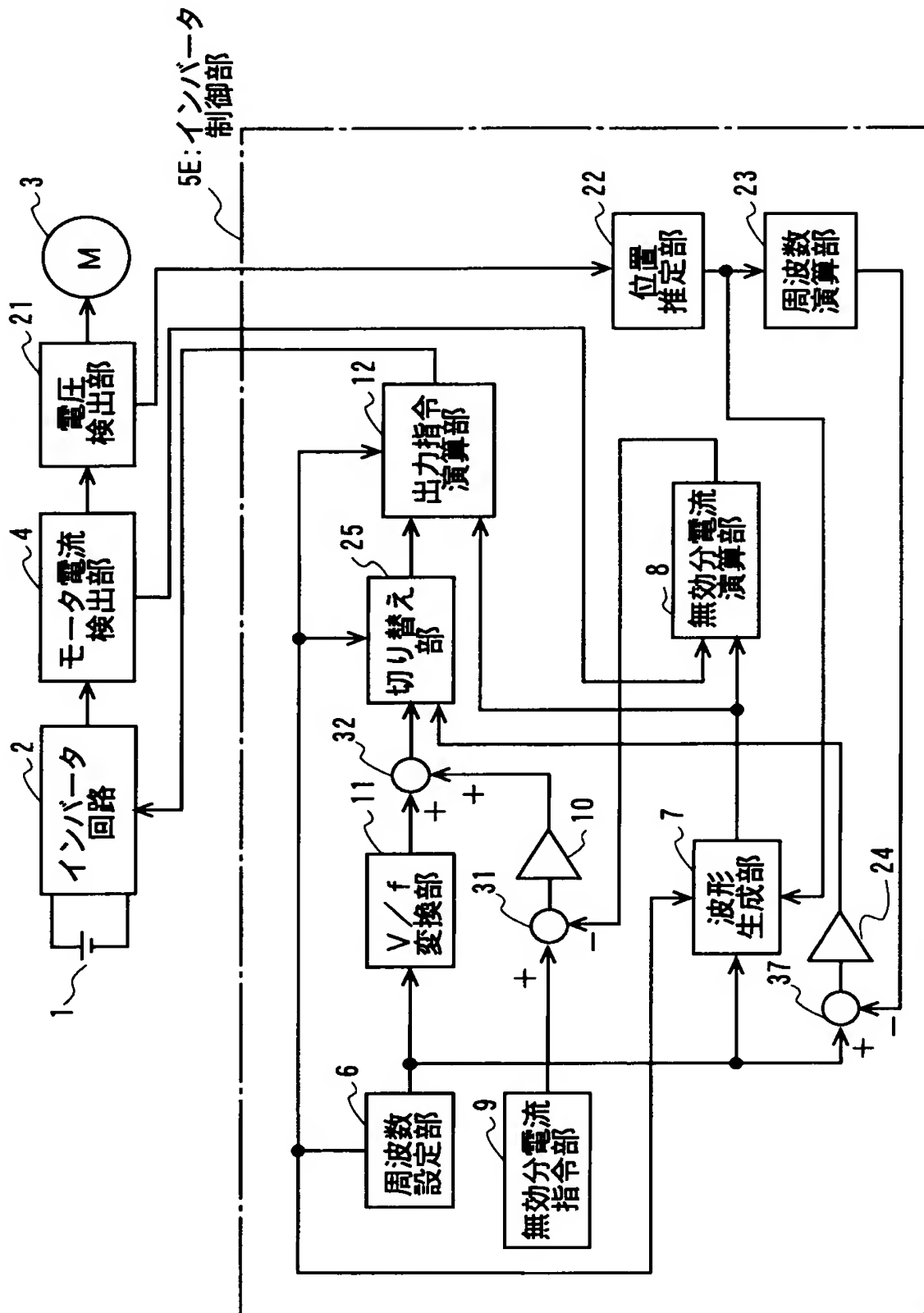
【図8】



【図9】

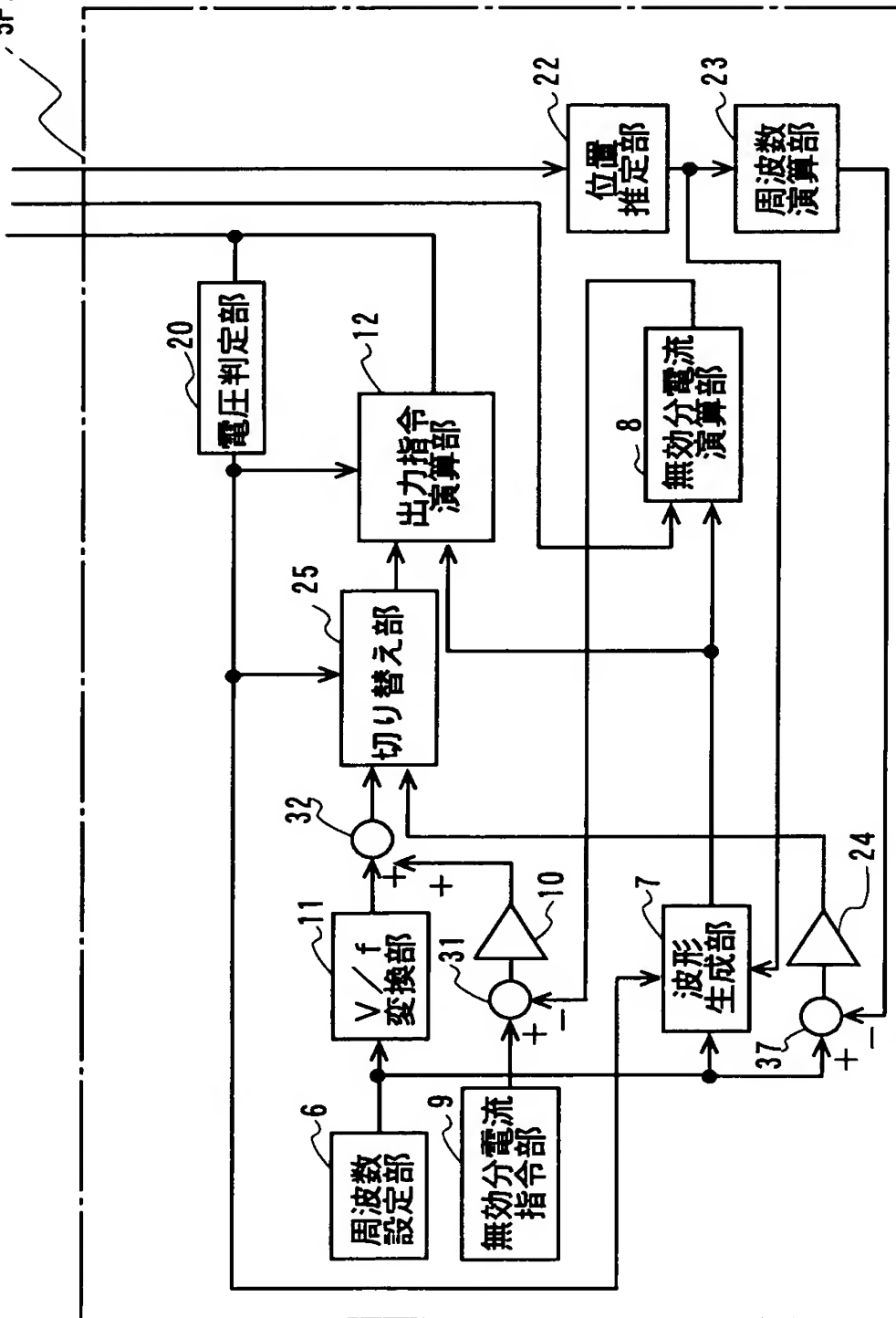


【図10】

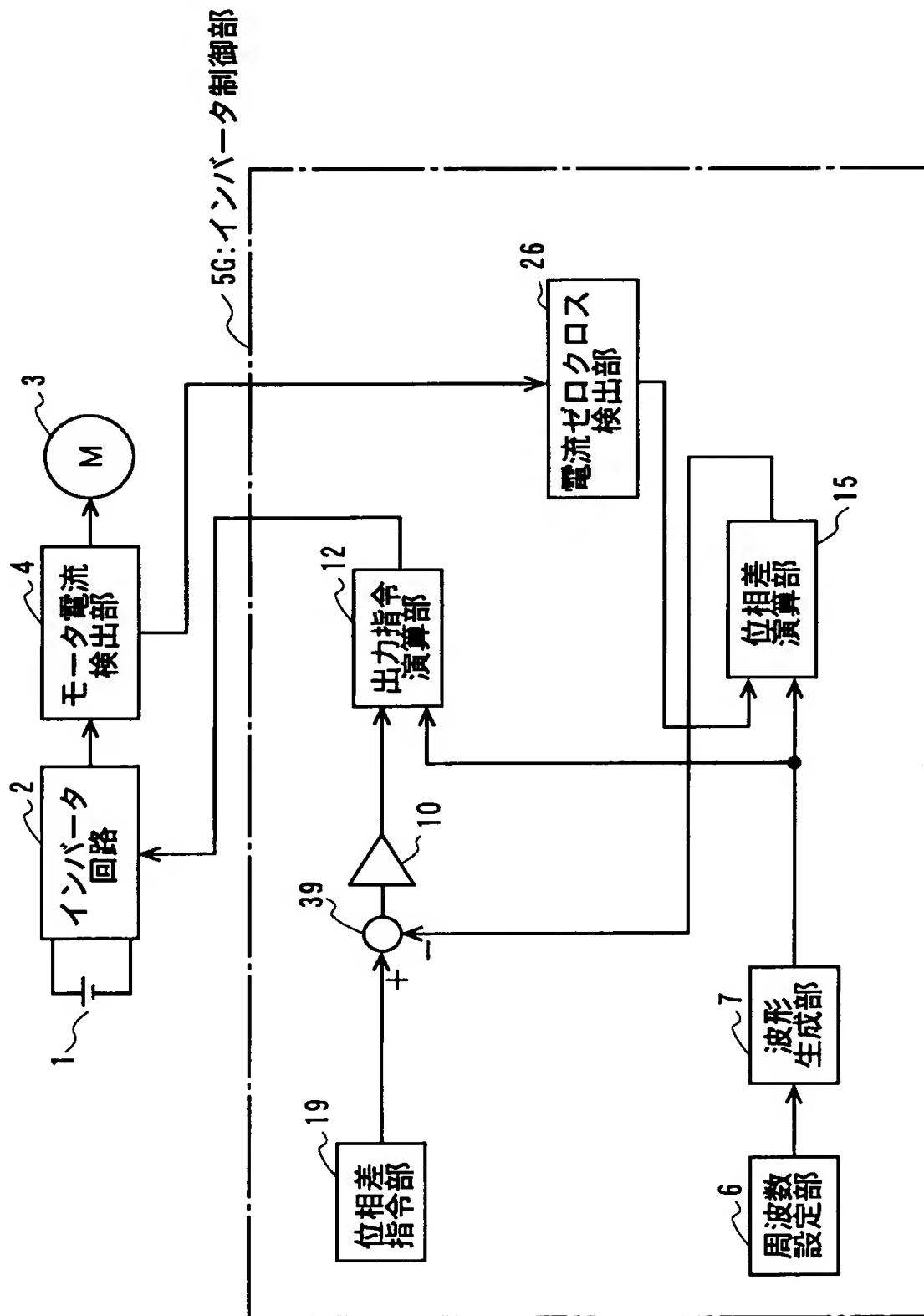


【図11】

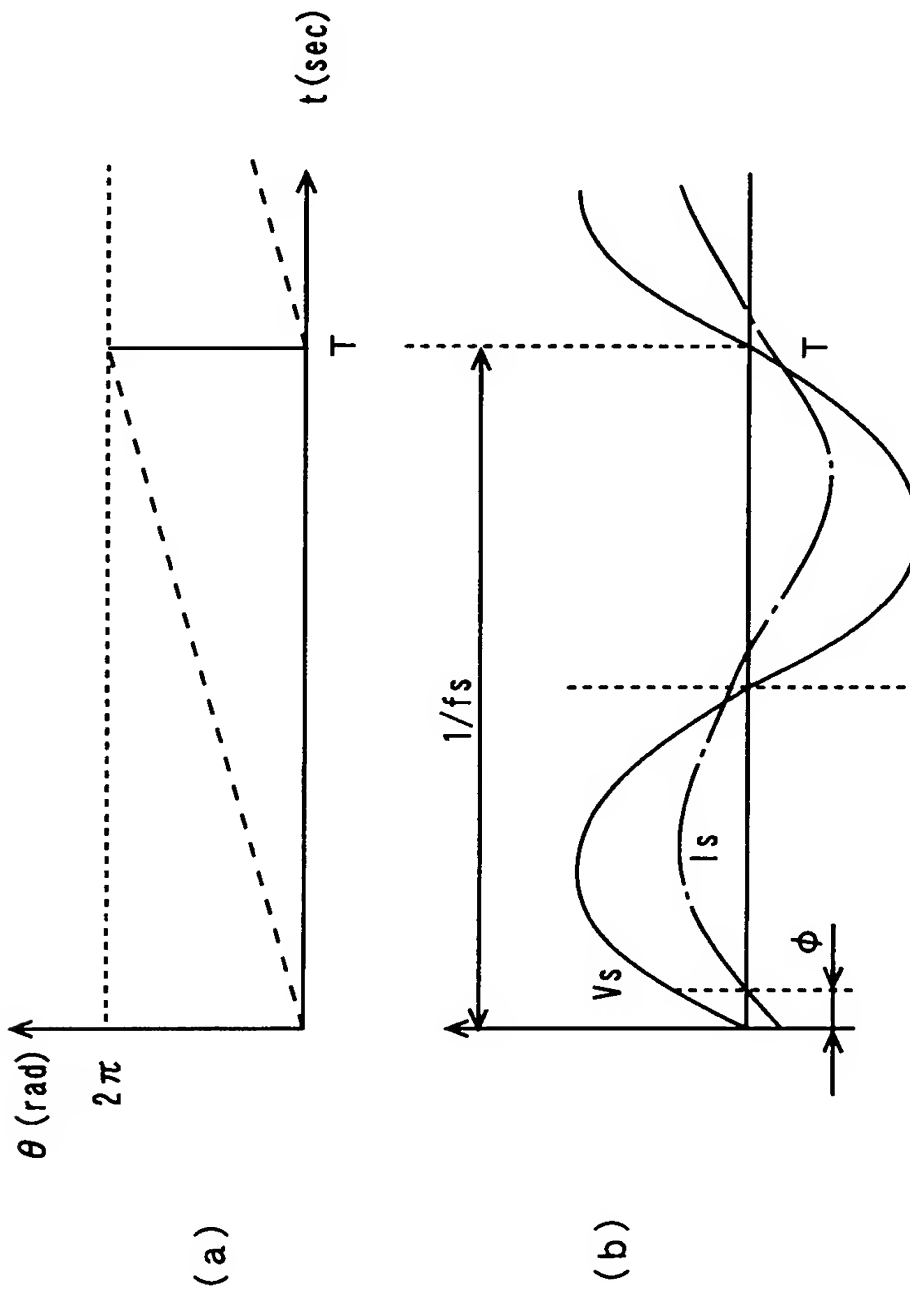
5F:インバータ
制御部



【図12】



【図13】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 位置センサを有しない同期型モータを簡単な制御で安定して高効率に駆動できるモータ制御装置を提供する。

【解決手段】 モータ電流と回転位相から無効分電流を求め、無効分電流と無効分電流指令値とから誤差電圧を求めてモータの V/f 特性を補償する。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 5 8 2 1]

1. 変更年月日	1 9 9 0 年 8 月 2 8 日
[変更理由]	新規登録
住 所	大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地
氏 名	松下電器産業株式会社